

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-198262

(43)Date of publication of application : 11.07.2003

(51)Int.Cl.

H03D 7/18

H04B 1/26

(21)Application number : 2001-399648

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 28.12.2001

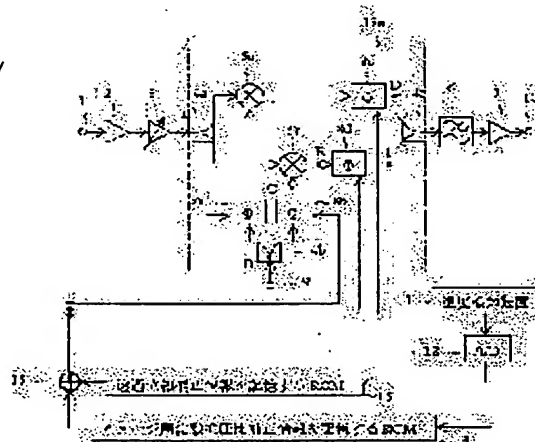
(72)Inventor : FUNAKOSHI AKIRA
ITO DAISUKE
NAKANE MASABUMI

(54) RECEPTION CONVERTER MODULE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To solve the problem that an image removal ratio in an image frequency suppression mixer deteriorates due to temperature characteristics, and at the same time, the size becomes large by adding a variable phase-shifter for phase correction to each section in a reception converter module for a receiving DBF antenna apparatus.

SOLUTION: Instead of two 90-degree phase shifters in the image frequency suppression mixer of the reception converter module, four variable phase shifters for controlling the amount of phase shift to temperature are installed, and improvement in the image removal ratio and correction in the transmission phase of the entire module are simultaneously carried out.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

SR

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-198262

(P2003-198262A)

(43) 公開日 平成15年7月11日 (2003.7.11)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード* (参考)

H 0 3 D 7/18

H 0 3 D 7/18

5 K 0 2 0

H 0 4 B 1/26

H 0 4 B 1/26

B

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2001-399648 (P2001-399648)

(22) 出願日 平成13年12月28日 (2001.12.28)

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 船越 晶

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 伊東 大輔

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74) 代理人 100102439

弁理士 宮田 金雄 (外1名)

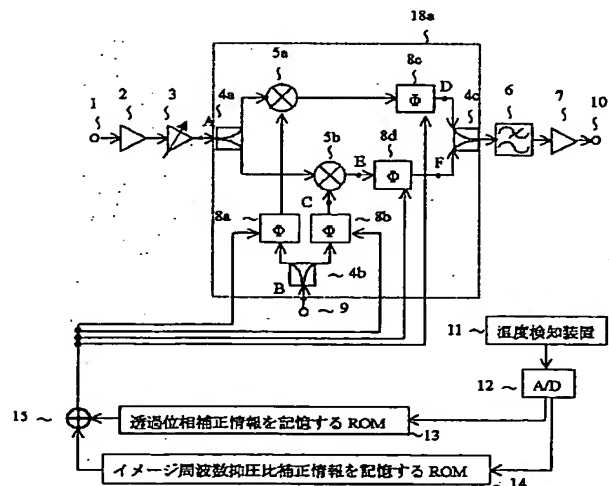
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信コンバータモジュール

(57) 【要約】

【課題】 受信DBFアンテナ装置用の受信コンバータモジュールにおいて、温度特性によりイメージ周波数抑圧ミキサのイメージ除去比が劣化するという課題と各部に位相補正用の可変移相器を加えると大型化するという課題がある。

【解決手段】 受信コンバータモジュールのイメージ周波数抑圧ミキサ内の2つの90度移相器に替えて、温度に対して移相量を制御する4つの可変移相器を設置し、イメージ除去比の改善とモジュール全体の透過位相の補正を同時に行う構成とする。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 高周波信号入力端子と、局部発振信号入力端子と、低雑音増幅器と、可変利得増幅器と、イメージ周波数抑圧ミキサと、低域通過フィルタと、増幅器と、中間周波信号出力端子と、温度変化を検知して温度に応じた電圧を出力する温度検知装置と、制御回路と、A/Dコンバータと、透過位相補正情報を持つROMと、イメージ周波数抑圧比補正情報を持つROMと、前記透過位相補正情報を持つROMの出力と前記イメージ周波数抑圧比補正情報を持つROMの出力とを加算する加算器とで構成される透過位相制御が可能な受信コンバータモジュールであって、イメージ周波数抑圧ミキサは第1の2分配器と、第2の2分配器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第1のデジタル可変移相器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第2のデジタル可変移相器と、前記第1の2分配器の一方の出力信号と第1のデジタル可変移相器の出力信号とをミキシングする第1のミキサと、前記第1の2分配器の他方の出力信号と第2のデジタル可変移相器の出力信号とをミキシングする第2のミキサと、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第3のデジタル可変移相器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第4のデジタル可変移相器と、第3のデジタル可変移相器の出力信号と第4のデジタル可変移相器の出力信号とを合成する合成器とで構成されることを特徴とする受信コンバータモジュール。

【請求項 2】 高周波信号入力端子と、局部発振信号入力端子と、低雑音増幅器と、可変利得増幅器と、イメージ周波数抑圧ミキサと、低域通過フィルタと、増幅器と、中間周波信号出力端子と、温度変化を検知して温度に応じた電圧を出力する温度検知装置と、制御回路、A/Dコンバータと、透過位相補正情報を持つROMと、イメージ周波数抑圧比補正情報を持つROMと、前記透過位相補正情報を持つROMの出力と前記イメージ周波数抑圧比補正情報を持つROMの出力とを加算する加算器と、前記加算器のデジタル信号の出力を受け4チャンネルの位相制御電圧信号をアナログ信号で出力するD/Aコンバータとで構成される透過位相制御が可能な受信コンバータモジュールであって、前記イメージ周波数抑圧ミキサは第1の2分配器と、第2の2分配器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第1のアナログ可変移相器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第2のアナログ可変移相器と、第1の2分配器の一方の出力信号と第1のアナログ可変移相器の出力信号とをミキシングする第1のミキサと、第1の2分配器の他方の出力信号と第2のアナログ可変移相器の出力信号とをミキシングする第2のミキサと、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第3のアナログ可変移相器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第4のアナログ可変移相器と、第3のアナログ可変移相器の出力信号

と第4のアナログ可変移相器の出力信号とを合成する合成器とで構成されることを特徴とする受信コンバータモジュール。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、受信コンバータモジュールに関するもので、透過位相制御を必要とするDBF(Digital Beam Forming)アンテナ装置に適用して好適なものである。

【0002】

【従来の技術】図6は例えば大滝幸夫、中条渉、上原清彦、藤瀬雅行著「移動体衛星通信用DBFアンテナの試作」(信学技報、A・P92-32)に記載される受信DBFアンテナを示し、22はアンテナ素子部、23は受信コンバータモジュール、24は局部発振器、25はA/D(Analog/Digital)コンバータ、26は受信信号処理装置である。

【0003】図7は、受信コンバータモジュール23のブロック図を示す。1は高周波信号入力端子、2は低雑音増幅器、3は可変利得増幅器、4は分配器、5はミキサ、6は低域通過フィルタ、7は増幅器、9は局部発振信号入力端子、10は中間周波信号出力端子、11は温度検知装置、16はアナログ可変移相器、19はの -90° 移相器、20は制御回路、21は従来のイメージ周波数抑圧ミキサである。

【0004】図8は、移相量制御が可能なアナログ可変移相器16の制御電圧に対する移相量の特性を示す図であり、横軸は制御電圧、縦軸は移相量である。

【0005】図9は、温度検知装置11の温度に対する出力電圧を制御電圧として受けた際、各可変移相器16における温度に対する制御電圧の特性を示す図であり、横軸は温度、縦軸は制御電圧である。

【0006】図10は、温度に対する受信コンバータモジュール23の透過位相の特性を示す図である。点線は、温度によってずれが生じたまま(補正前)の透過位相特性であり、実線は当該ずれを補正した後の透過位相特性を示す。横軸は温度、縦軸は透過位相である。

【0007】従来の受信コンバータモジュールの動作を図7で説明する。高周波信号入力端子1は、角周波数が ω_c である所望帯域に受信される信号 RF_c とともに、角周波数が ω_L であるイメージ帯域の不要波信号及びノイズ成分 RF_L とを、低雑音増幅器2と可変利得増幅器3とを介してイメージ周波数抑圧ミキサ21に入力する。

【0008】また、局部発振信号入力端子9は、角周波数が ω_r である局部発振信号を、移相量制御が可能なアナログ位相器16を介してイメージ周波数抑圧ミキサ21に入力する。

【0009】イメージ周波数抑圧ミキサ21は、イメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分 RF_L は局部発振信号とをミキシングすることにより、角周波数を $\omega_r - \omega_L$ とし、所望帯域の信号の各周波数と同じ各周波数にす

る。

【0010】このイメージ周波数抑圧ミキサ21において、第1のミキサ5aは、第1の分配器4aからの出力信号と、第2の分配器4bからの出力信号とをミキシングする。第2のミキサ5bは、第1の分配器4aからの出力信号と、第1の-90° 移相器19aで-90° 位相変化した第2の分配器4bから出力信号とをミキシングする。

【0011】分配器4cは、逆方向から入力された前記ミキサ5aの出力信号と、前記ミキサ5bの出力信号を第2の-90° 移相器19bで-90° 位相変化した出力信号とを合成する。

【0012】イメージ周波数抑圧ミキサ21の分配器4cは、角周波数が $\omega_u - \omega_p$ である所望帯域の信号を、低域通過フィルタ6と増幅器7とを介して中間周波信号出力端子10から出力する。この場合、中間周波信号出力端子10から出力される信号は、角周波数が $\omega_p - \omega_l$ であるイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分が抑圧されている。

【0013】また、温度検知装置11は、モジュール管体の温度変化を検知する目的で設置され、例えばサーミスタと抵抗を直並列に接続して特定の電源電圧を分圧して取出すことにより、図9に示すような、温度に応じて電圧値が比例する電圧を制御回路20に出力する。

【0014】制御回路20は、例えばオペアンプを用いた電圧増幅回路であり、温度検知装置11からの出力電圧に基づいて、制御電圧に対して図8に示すような移相量特性を持つアナログ可変移相器16の移相量を、温度に応じて図9の実線、破線、一点鎖線のように設定するための制御電圧に変換する。

【0015】その結果、図10の点線に示すように受信コンバータモジュール23全体温度に対する透過位相の変動を補正して実線で示すように一定値に保つことが出来る。

【0016】従って、イメージ周波数抑圧ミキサ21は、受取った受信信号に対してイメージ帯域の不要波信号及びノイズ成分を抑圧してIF周波数信号にダウンコンバートするとともに、アナログ可変移相器16により温度に対する透過位相の安定性を得ることができる。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】従来の受信コンバータモジュールの課題を、図7を用いて説明する。高周波信号入力端子からは所望帯域の受信信号であるRF₀とイメ *

$$V_u V_p \cos\{(\omega_u - \omega_p)t + (\phi_u - \phi_p) - (\alpha - \beta) - \gamma\} \quad (9)$$

$$V_p V_l \cos\{(\omega_p - \omega_l)t - (\phi_l - \phi_p) - (180 + \alpha + \beta) + \gamma\}$$

$$= -V_p V_l \cos\{(\omega_p - \omega_l)t - (\phi_l - \phi_p) - (\alpha + \beta) + \gamma\} \quad (10)$$

【0029】従って、中間周波信号出力の所望帯域の信号は式(5)と式(9)との和より、式(11)で表される。

* イメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分RF₀とが入力される。従って、点Aには、次式で表される二波が存在する。

【0018】

【数1】

$$V_u \cos(\omega_u t + \phi_u) \quad (1)$$

$$V_l \cos(\omega_l t + \phi_l) \quad (2)$$

【0019】点Bには、アナログ可変移相器16により位相制御された次式の局部発振信号が入力される。アナログ可変移相器16の設定移相量を γ° とすると、次式のようになる。

【0020】

【数2】

$$V_p \cos(\omega_p t + \phi_p + \gamma) \quad (3)$$

【0021】第1の-90° 移相器19aに α° の位相誤差があるとすると、点Cでは次式のようになる。

【0022】

【数3】

$$V_p \cos\{\omega_p t + \phi_p - (90 + \alpha) + \gamma\} \quad (4)$$

【0023】同様に第2の-90° 移相器19bでは β° の位相誤差があるとすると、図中の点D、E、Fでの信号は次式のようになる。

点D

【0024】

【数4】

$$V_u V_p \cos\{(\omega_u - \omega_p)t + (\phi_u - \phi_p) - \gamma\} \quad (5)$$

$$V_l V_p \cos\{(\omega_p - \omega_l)t - (\phi_l - \phi_p) + \gamma\} \quad (6)$$

【0025】

点E

【0026】

【数5】

$$V_u V_p \cos\{(\omega_u - \omega_p)t + (\phi_u - \phi_p) + (90 + \alpha) - \gamma\} \quad (7)$$

$$V_l V_p \cos\{(\omega_p - \omega_l)t - (\phi_l - \phi_p) - (90 + \alpha) + \gamma\} \quad (8)$$

【0027】

点F

【0028】

【数6】

【0030】

【数7】

$$V_U V_P \cos\{(\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - \gamma\} + V_U V_P \cos\{(\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - (\alpha + \beta) - \gamma\} \quad (11)$$

【0031】イメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分は、式(6)と式(10)との和より、式(12)で表される。

* 【0032】

【数8】

$$V_L V_P \cos\{(\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) + \gamma\} - V_P V_L \cos\{(\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) - (\alpha + \beta) + \gamma\} \quad (12)$$

【0033】式(12)に示すように、本来抑圧されるべきイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分が、位相誤差 α° 、 β° のために高いレベルで出力される。温度特性や製造ばらつきによるイメージ周波数抑圧ミキサ21内部の第1の -90° 移相器19a、第2の -90° 移相器19bの位相誤差がイメージ周波数抑圧比を劣化させ、S/N比(信号/雑音比)を劣化させるという課題がある。また、受信コンバータモジュール全体の透過位相補正用のために可変移相器を別途設置する場合、受信コンバータモジュール内の移相器と制御回路の数が多くなり、大型化してしまう課題がある。

【0034】

【課題を解決するための手段】第1の発明による受信コンバータモジュールは、高周波信号入力端子と、局部発振信号入力端子と、低雑音増幅器と、可変利得増幅器と、第1のイメージ周波数抑圧ミキサと、低域通過フィルタと、増幅器と、中間周波信号出力端子と、温度変化を検知して温度に応じた電圧を出力する温度検知装置と、A/D(Analog/Digital)コンバータと、透過位相補正情報を持つROM(Read Only Memory)と、イメージ周波数抑圧比補正情報を持つROMと、前記透過位相補正情報を持つROMの出力と前記イメージ周波数抑圧比補正情報を持つROMの出力とを加算する加算器とで構成される透過位相制御が可能な受信コンバータモジュールであって、第1のイメージ周波数抑圧ミキサは第1の2分配器と、第2の2分配器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第1のデジタル可変移相器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第2のデジタル可変移相器と、第1の2分配器の一方の出力信号と第1のデジタル可変移相器の出力信号とをミキシングする第1のミキサと、第1の2分配器の他方の出力信号と第2のデジタル可変移相器の出力信号とをミキシングする第2のミキサと、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第3のデジタル可変移相器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第4のデジタル可変移相器と、第3のデジタル可変移相器の出力信号と第4のデジタル可変移相器の出力信号とを合成する合成器とで構成される。

【0035】第2の発明による受信コンバータモジュールは、高周波信号入力端子と、局部発振信号入力端子と、低雑音増幅器と、可変利得増幅器と、第2のイメ

ジ周波数抑圧ミキサと、低域通過フィルタと、増幅器と、中間周波信号出力端子と、温度変化を検知して温度に応じた電圧を出力する温度検知装置と、A/Dコンバータと、透過位相補正情報を持つROMと、イメージ周波数抑圧比補正情報を持つROMと、前記透過位相補正情報を持つROMの出力と前記イメージ周波数抑圧比補正情報を持つROMの出力とを加算する加算器と、前記加算器のデジタル信号の出力を受け4チャンネルの位相制御電圧信号をアナログ信号で出力するD/Aコンバータとで構成される透過位相制御が可能な受信コンバータモジュールであって、第2のイメージ周波数抑圧ミキサは第1の2分配器と、第2の2分配器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第1のアナログ可変移相器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第2のアナログ可変移相器と、第1の2分配器の一方の出力信号と第1のアナログ可変移相器の出力信号とをミキシングする第1のミキサと、第1の2分配器の他方の出力信号と第2のアナログ可変移相器の出力信号とをミキシングする第2のミキサと、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第3のアナログ可変移相器と、前記制御回路の制御信号を受け位相を変動させる第4のアナログ可変移相器と、第3のアナログ可変移相器の出力信号と第4のアナログ可変移相器の出力信号とを合成する合成器とで構成される。

【0036】

【発明の実施の形態】実施の形態1. 図1はこの発明の実施の形態1を示す受信コンバータモジュールの構成ブロック図である。1~7、9~11は先に図7で説明した通りである。8はデジタル可変移相器、12はA/Dコンバータ、13は第1のメモリである透過位相補正データを記憶するROM(以下、これを透過位相ROMと呼ぶ。)、14は第2のメモリであるイメージ周波数抑圧比補正データ(以下、これをイメージ周波数補正データと呼ぶ。)を記憶するROM(以下、これをイメージ周波数ROMと呼ぶ。)、15は透過位相ROM13とイメージ周波数ROM14との出力信号を加算する加算制御器、18aは第1のイメージ周波数抑圧ミキサである。

【0037】また、図2は透過位相ROM13の内部データ例を示す図であり、図3はイメージ周波数ROM14の内部データ例を示す図である。図4は透過位相ROM13とイメージ周波数ROM14の出力デジタルデータを加算制御器1

5にて各デジタル可変移相器8の移相量を算出する概念のイメージ図である。

【0038】この発明の動作を図1で説明する。高周波信号入力端子1は、角周波数が ω_c である所望帯域の受信信号 RF_c と角周波数が ω_i であるイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分 RF_i を、低雑音増幅器2と可変利得増幅器3とを介してイメージ周波数抑圧ミキサ18aに出力する。局部発振信号入力端子9は、角周波数が ω_r である局部発振信号を入力されイメージ周波数抑圧ミキサ18aに出力する。

【0039】このイメージ周波数抑圧ミキサ18aにおいて、第1のミキサ5aは、第1の分配器4aから出力信号と、第1のデジタル可変移相器8aにおいて位相制御された第2の分配器4bからの出力信号とをミキシングする。また、第2のミキサ5bは、第1の分配器からの出力信号と、第2のデジタル可変移相器8bによって位相制御された第2の分配器からの出力信号とをミキシングする。

【0040】分配器4cは、第3のデジタル可変移相器8cにおいて位相制御されたミキサ5aからの出力信号と、第4のデジタル可変移相器8dにおいて位相制御されたミキサ5bからの出力信号とを合成する。

【0041】温度検知装置11は、A/Dコンバータ12を介して検出温度をデジタルデータ（以下、これを温度データと呼ぶ。）として、透過位相ROM13とイメージ周波数ROM14とに出力する。

【0042】透過位相ROM13には、図2に示すように、A/Dコンバータ12からの温度データに対応して、受信コンバータモジュール全体の透過位相補正データが各デジタル可変移相器8ごとに予め格納されている。この透過位相補正データは、デジタル可変移相器8a（8c）の透過位相補正データと、デジタル可変移相器8b（8d）の透過位相補正データとの間でイメージ周波数抑圧ミキサ21の透過位相を補正するように設定されている。また、これらのデータはデジタル可変移相器単体の温度一位相特性に基づいて設定される。

【0043】イメージ周波数抑圧比補正情報を記憶するROM14には、図3に示すように、A/Dコンバータ12からの温度データに対応して、周波数抑圧比を補正するイメージ周波数補正データが各デジタル可変移相器8ごとに予め格納されている。このイメージ周波数補正データは、デジタル可変移相器8a（8c）のイメージ周波数補正データと、デジタル可変移相器8b（8d）のイメージ周波数補正データとの位相値が90度となるように設定されている。また、これらのデータは、デジタル可変移相器単体の温度一位相特性に基づいて設定される。

【0044】このように、透過位相補正データとイメージデータ補正データとを別個に設定し、補正制御する際には、これらデータを加算して用いることにより、これらデータのうちのいずれか一方を修正する必要が生じた場合、容易に修正することができるようになされている。

【0045】そして、加算制御器15は、透過位相ROM13からは当該透過位相ROM13に与えられた温度データに応じた透過位相補正データをデジタル可変移相器8ごとに読出すとともに、イメージ周波数ROM14からは当該イメージ周波数ROM14に与えられた温度データに応じたイメージ周波数補正データをデジタル可変移相器8ごとに読出した後、当該読出した透過位相補正データとイメージ周波数補正データとをデジタル可変移相器8ごとに加算する。その後、加算制御器15は、デジタル可変移相器8ごとに加算した透過位相補正データとイメージ周波数補正データと（以下、これを制御データと呼ぶ。）を、対応する当該デジタル可変移相器8に出力する。

【0046】デジタル可変移相器8の移相量を設定する制御データを図4のイメージ図に示す。すなわち、イメージ周波数補正データを用いてデジタル可変移相器8a（8c）とデジタル可変移相器8b（8d）との間の位相が90度となるように補正した後、透過位相補正データを用いてデジタル可変移相器8a（8c）とデジタル可変移相器8b（8d）との間の位相を維持したまま、透過位相を補正するようになされている。

【0047】すなわち、加算制御器15は、デジタル可変移相器8に制御データを与えることにより、デジタル可変移相器8aと第2のデジタル可変移相器8bとの相対移相量を -90° に制御し、第3のデジタル可変移相器8cと第4のデジタル可変移相器8dとの相対移相量を -90° に制御すると同時に、モジュール全体の透過位相を制御する。

【0048】その結果、温度特性によらず周波数が $\omega_r - \omega_i$ であるイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分は抑圧され、角周波数が $\omega_c - \omega_r$ である所望帯域の信号が前記合成器4cの出力として、低域通過フィルタ6と増幅器2bを介して中間周波信号出力端子より出力される。

【0049】また、本実施の形態では、デジタル可変移相器8a（8c）とデジタル可変移相器8b（8d）とに対して、イメージ周波数補正データを用いて補正することにより、当該イメージ周波数補正データに透過位相補正データを加えるだけで、透過位相も補正することができる。

【0050】なお、本実施の形態では、イメージ周波数補正データと透過位相補正データとを別個のROMに格納しておき、補正制御する際に、イメージ周波数補正データと透過位相補正データとを加算する場合について述べたが、本実施の形態においては、温度データに応じて予めイメージ周波数補正データと透過位相補正データとを加算しておくようにしても良い。

【0051】次に、以上の動作を数式を用いて説明する。図7に示した従来のイメージ周波数抑圧ミキサと同様に高周波信号入力端子1からは所望帯域の信号である RF_c とそのイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分 RF_i

が入力される。したがって点Aでは次式の二波が存在する。

【0052】

【数9】

$$V_U \cos(\omega_U t + \phi_U) \quad (13)$$

$$V_L \cos(\omega_L t + \phi_L) \quad (14)$$

【0053】点Bには次式の局部発振信号が入力される。

【0054】

【数10】

$$V_P \cos(\omega_P t + \phi_P + \gamma) \quad (15)$$

【0055】温度検知装置11からの出力電圧に対するイメージ周波数ROM14からのイメージ周波数補正データによって、第1のデジタル可変移相器8aと第2のデジタル可変移相器8bとの相対位相差は常に -90° に制御される。同時に、透過位相ROM13からの透過位相補正データを受け、位相が γ° 補正される。従って点Cでは以下のようなになる。

【0056】

【数11】

$$V_P \cos\{\omega_P t + \phi_P - 90 + \gamma\} \quad (16)$$

【0057】同様に第3のデジタル可変移相器8cと第4のデジタル可変移相器8dとの相対位相差も常に -90° に制御され、図中の点D、E、Fでは以下のようなになる。*

$$\begin{aligned} & V_U V_P \cos\{\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - \gamma\} + V_U V_P \cos\{\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - \gamma\} \\ & = 2V_U V_P \cos\{\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - \gamma\} \quad (23) \end{aligned}$$

【0065】イメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分は式(18)と式(22)との和より、式(24)が得られる。

$$V_L V_P \cos\{\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) + \gamma\} - V_P V_L \cos\{\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) + \gamma\} = 0$$

(24)

【0067】すなわちイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分は抑圧され、所望帯域の信号だけを取り出すことができ、更に透過位相の補正も可能となる。

【0068】実施の形態2. 図5はこの発明の実施の形態2を示す受信コンバータモジュールの構成ブロック図である。1~16は先に図1、図7で説明した通りである。17はD/Aコンバータ、18bは第2のイメージ周波数抑圧ミキサである。

【0069】この発明の動作を図5で説明する。高周波信号入力端子1からは角周波数が ω_u である所望帯域の信号RF_uと角周波数が ω_l であるイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分RF_lが入力され、低雑音増幅器2と、可変利得増幅器3を介してイメージ周波数抑圧ミキサ18bに入力される。局部発振信号入力端子9からは、角周波数が ω_p である局部発振信号が入力されイメージ周波数抑

* 点D

【0058】

【数12】

$$V_U V_P \cos\{\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - \gamma\} \quad (17)$$

$$V_L V_P \cos\{\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) + \gamma\} \quad (18)$$

【0059】

点E

【0060】

10 【数13】

$$V_U V_P \cos\{\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) + 90 - \gamma\} \quad (19)$$

$$V_L V_P \cos\{\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) - 90 + \gamma\} \quad (20)$$

【0061】

点F

【0062】

【数14】

$$V_U V_P \cos\{\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - \gamma\} \quad (21)$$

$$V_P V_L \cos\{\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) - 180 + \gamma\}$$

20

$$= -V_P V_L \cos\{\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) + \gamma\} \quad (22)$$

【0063】従って、中間周波信号出力の所望帯域の信号は式(17)と式(21)との和より、式(23)が得られる。

【0064】

【数15】

$$V_U V_P \cos\{\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - \gamma\} + V_U V_P \cos\{\omega_U - \omega_P)t + (\phi_U - \phi_P) - \gamma\}$$

30 ※ 【0066】

【数16】

※

$$V_L V_P \cos\{\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) + \gamma\} - V_P V_L \cos\{\omega_P - \omega_L)t - (\phi_L - \phi_P) + \gamma\} = 0$$

(24)

40

圧ミキサ18bに入力される。イメージ周波数抑圧ミキサ18bでは、第1のミキサ5aで、第1の分配器4aの一方の出力信号と第2の分配器4bの一方の出力信号を第1のアナログ可変移相器16aによって位相制御した出力信号とをミキシングする。第2のミキサ5bで、第1の分配器の他方の出力信号と第2の分配器の他方の出力を第2のアナログ可変移相器16bによって位相制御した出力信号とをミキシングする。分配器4cでは、前記ミキサ5aの出力信号を第3のアナログ可変移相器16cによって位相制御した出力信号と前記ミキサ5bの出力信号を第4のアナログ可変移相器16dによって位相制御した出力信号とをミキシングする。

【0070】温度検知装置11、A/Dコンバータ12、透過位相ROM13、イメージ周波数ROM14、加算制御器15までの動作は、実施の形態1と全く同様である。加算制御器15

50

の出力データはD/Aコンバータ17に印加されて各アナログ移相器16の設定信号をアナログ電圧値にて出力して第1のアナログ可変移相器16aと第2のアナログ可変移相器16bとの相対移相量を -90° に制御し、第3のアナログ可変移相器16cと第4のアナログ可変移相器16dとの相対移相量を -90° に制御すると同時にモジュール全体の透過位相を制御する。その結果、温度特性によらず周波数が $\omega_p - \omega_L$ であるイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分は抑圧され、角周波数が $\omega_s - \omega_p$ である所望帯域の信号が前記分配器4cの出力として、低域通過フィルタ6と増幅器2bを介して中間周波信号出力端子より出力される。

【0071】数式上での動作に関しては、実施の形態1と全く同様である。

【0072】すなわち、実施の形態1と全く同様にイメージ帯域の不要波信号およびノイズ成分は抑圧され、所望帯域の信号だけを取り出すことができ、更に透過位相の補正も可能となる。

【0073】また、本実施の形態では、透過位相補正データとイメージ周波数補正データとをアナログ信号に変換して用いることにより、細かな補正制御を行うことができる。

【0074】

【発明の効果】この発明によれば、受信コンバータモジュールのイメージ周波数抑圧ミキサの内部に、4つの可変移相器を有し、温度に対するイメージ周波数抑圧ミキサのI/Q誤差の補正情報を記憶するROMと、温度に対する受信コンバータモジュール全体の透過位相誤差補正情報を記憶するROMの両者のデータを加算して各移相器を制御することにより、温度特性によるイメージ周波数抑圧比の劣化を防ぎ低雑音とする事ができ、かつ受信コンバータモジュールの透過位相の補正により、位相の安定化を図れる。また、可変移相器を共有することにより、小型化ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明による受信モジュールの実施の形態1を示すブロック図である。

*

* 【図2】 透過位相補正情報を記憶するROMの内部データ例を示す略線図である。

【図3】 イメージ周波数抑圧情報を記憶するROMの内部データ例を示す略線図である。

【図4】 透過位相ROM13とイメージ周波数ROM14の出力デジタルデータを加算制御器15にて各デジタル可変移相器8の移相量を算出する概念の説明に供するイメージ図である。

【図5】 この発明による受信モジュールの実施の形態2を示すブロック図である。

【図6】 受信DBFアンテナ装置の概略構成を示すブロック図である。

【図7】 従来の受信モジュールを示すブロック図である。

【図8】 可変移相器の制御電圧に対する移相量の特性を示す特性図である。

【図9】 温度検知装置の温度に対する出力電圧を制御電圧として受けた際の可変移相器の温度に対する移相量の特性を示す特性図である。

【図10】 温度に対する受信コンバータモジュールの透過位相の特性を示す特性図である。

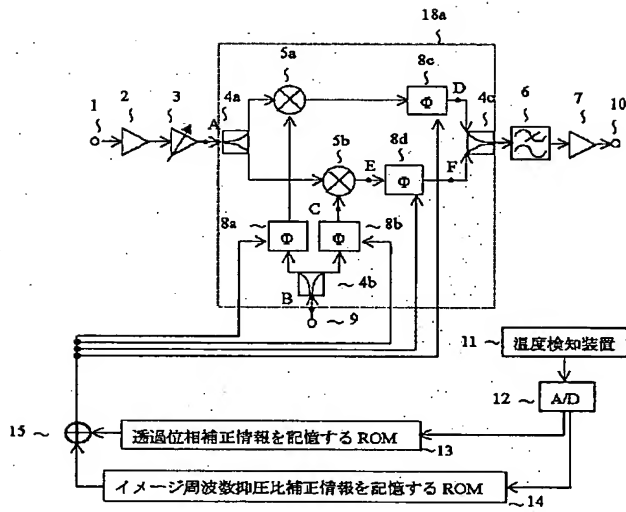
【符号の説明】

1 高周波信号入力端子、2 低雑音増幅器、3 可変利得増幅器、4 分配器、5 ミキサ、6 低域通過フィルタ、7 増幅器、8 デジタル可変移相器、9 局部発振信号入力端子、10 中間周波信号出力端子、11 温度検知装置、12 A/Dコンバータ、13 透過位相補正情報を記憶するROM、14 イメージ周波数抑圧情報を記憶するROM、15 加算器、16 アナログ可変移相器、17 D/Aコンバータ従来のイメージ周波数抑圧ミキサ、18a 第1のイメージ周波数抑圧ミキサ、18b 第2のイメージ周波数抑圧ミキサ、19 -90° 移相器、20 制御回路、21 従来のイメージ周波数抑圧ミキサ、22 アンテナ素子部、23 受信コンバータモジュール、24 局部発振器、25 A/Dコンバータ、26 受信信号処理装置。

【図2】

アドレス	温度	移相器aの透過 位相補正データ	移相器bの透過 位相補正データ	移相器cの透過 位相補正データ	移相器dの透過 位相補正データ
1	T1	a' (T1)	b' (T1)	c' (T1)	d' (T1)
2	T2	a' (T2)	b' (T2)	c' (T2)	d' (T2)
3	T3	a' (T3)	b' (T3)	c' (T3)	d' (T3)
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

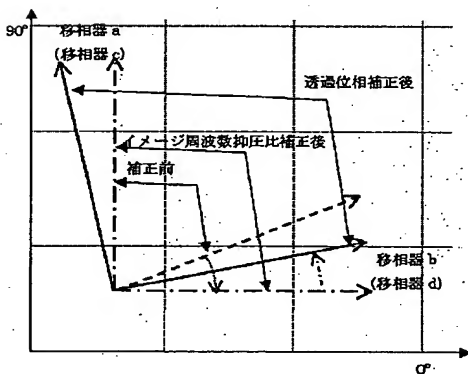
【図 1】



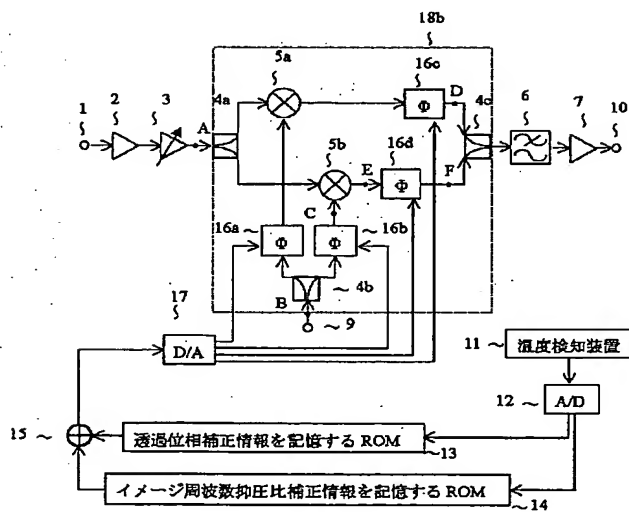
【図 3】

アドレス	温度	移相器 a の イメージ周波数 補正データ	移相器 b の イメージ周波数 補正データ	移相器 c の イメージ周波数 補正データ	移相器 d の イメージ周波数 補正データ
1	T1	a" (T1)	b" (T1)	c" (T1)	d" (T1)
2	T2	a" (T2)	b" (T2)	c" (T2)	d" (T2)
3	T3	a" (T3)	b" (T3)	c" (T3)	d" (T3)
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

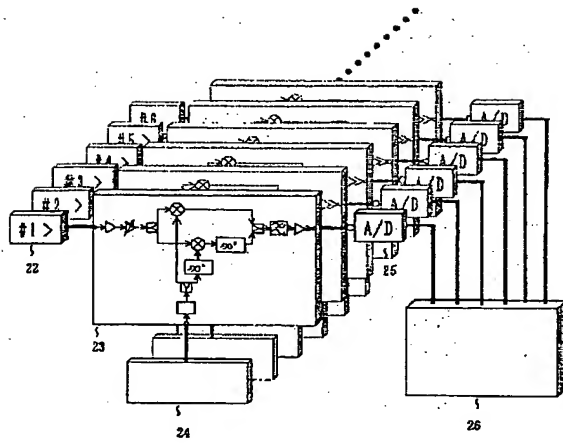
【図 4】



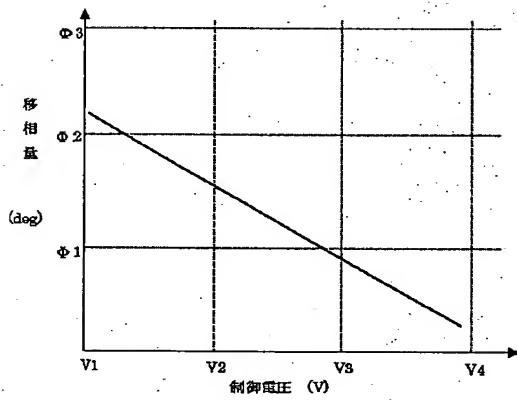
【図 5】



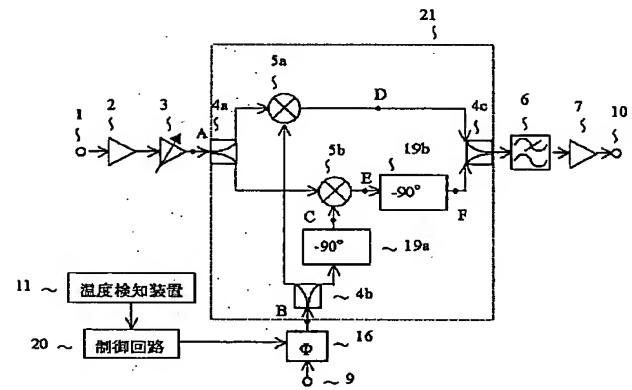
【図 6】



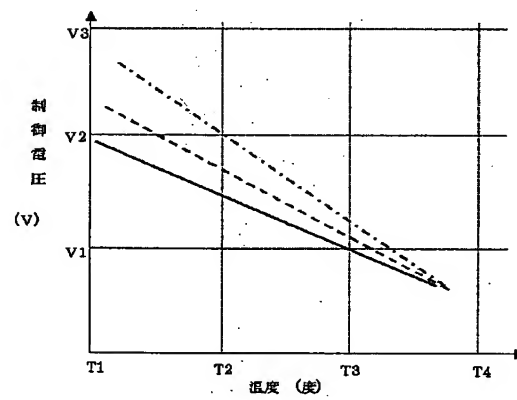
【図 8】



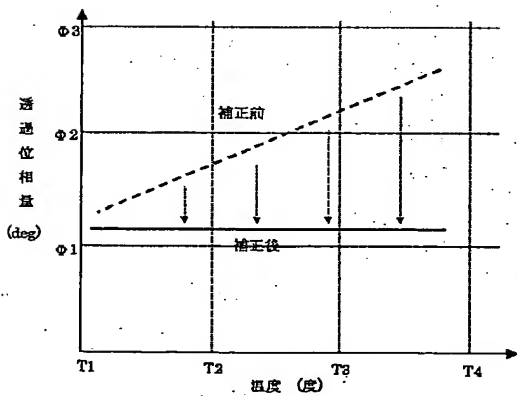
【図 7】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(72)発明者 中根 正文
東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三
菱電機株式会社内

Fターム(参考) 5K020 DD02 DD23 EE01 EE16 FF00
GG00 HH13 LL07